

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION
EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la Propriété
Intellectuelle
Bureau international



(43) Date de la publication internationale
31 mai 2001 (31.05.2001)

PCT

(10) Numéro de publication internationale
WO 01/39446 A1

(51) Classification internationale des brevets⁷: H04L 25/03.
1/06, 1/00, 1/20

(21) Numéro de la demande internationale:
PCT/FR00/03282

(22) Date de dépôt international:
24 novembre 2000 (24.11.2000)

(25) Langue de dépôt: français

(26) Langue de publication: français

(30) Données relatives à la priorité:
99/14844 25 novembre 1999 (25.11.1999) FR

(71) Déposants (pour tous les États désignés sauf US):
GROUPE DES ECOLES DES TELECOMMUNICA-
TIONS (ENST BRETAGNE) [FR/FR]: 46, rue Barrault,
F-75013 Paris (FR). FRANCE TELECOM [FR/FR]: 6,
place d'Alleray, F-75015 Paris (FR).

(72) Inventeurs; et

(75) Inventeurs/Déposants (pour US seulement): LABAT,
Joël [FR/FR]: Lotissement Le Côteau, F-29470 Plougastel
Daoulas (FR). LAOT, Christophe [FR/FR]: 24, rue
Kerouanen, F-29217 Plougonvelin (FR).

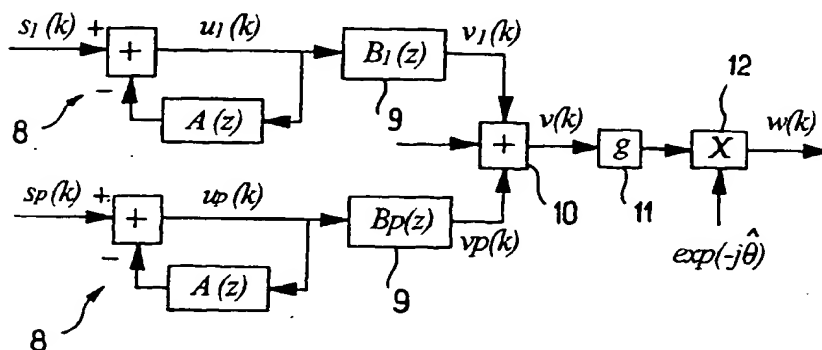
(74) Mandataires: MARTIN, Jean-Jacques etc.; Cabinet
Regimbeau, 20, rue de Chazelles, F-75847 Paris Cedex 16
(FR).

(81) États désignés (national): CA, CN, JP, KR, US.

[Suite sur la page suivante]

(54) Title: MULTICHANNEL ADAPTIVE EQUALISER

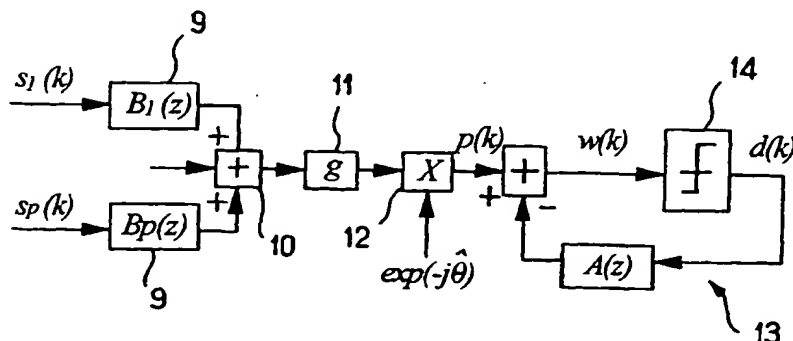
(54) Titre: EGALISEUR ADAPTATIF MULTI-VOIES



(57) Abstract: The invention concerns an equalising device for digital communication systems with multiple reception channels, which in operation has a normal structure comprising means forming a transverse filter for each of the reception channels, means for summing the various channels, and a chain located downstream of said summing means and comprising phase correction means, and a strictly recursive filter comprising in its direct branch decision means, said equalising device comprising means for evaluating its performance level on the basis of an output signal from the device and for, based on the result of said evaluation, switching from the structure which corresponds to the normal operating mode, also called tracking or easy reception modes, to the structure which corresponds to convergence or difficult reception operating modes or inversely. The invention is characterised in that in convergence and/or difficult reception mode, it has a structure which comprises a strictly recursive filter on each of the reception channels, the strictly recursive filter being suppressed from the chain downstream of the summing means.

[Suite sur la page suivante]

WO 01/39446 A1





(84) États désignés (régional): brevet européen (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR).

En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abréviations, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de la Gazette du PCT.

Publiée:

- Avec rapport de recherche internationale.
- Avant l'expiration du délai prévu pour la modification des revendications, sera republiée si des modifications sont reçues.

(57) **Abrégé:** Dispositif d'égalisation pour systèmes de communication numérique à plusieurs voies de réception, qui présente en fonctionnement normal une structure qui comporte des moyens formant filtre transverse pour chacune des voies de réception, des moyens pour la sommation des différentes voies, ainsi qu'une chaîne qui est en aval desdits moyens de sommation et qui comporte des moyens de correction de phase, ainsi qu'un filtre purement récursif comportant dans sa branche directe des moyens de décision, ledit dispositif d'égalisation comportant des moyens pour évaluer son degré de performance en fonction du signal de sortie dudit dispositif et pour, en fonction du résultat de cette évaluation, commuter de la structure qui correspond au mode de fonctionnement normal, également appelé mode de poursuite ou de réceptions faciles, à la structure qui correspond au mode de fonctionnement de convergence ou de réceptions difficiles ou réciproquement, caractérisé en ce que dans un mode de convergence et/ou de réception difficile, il présente une structure qui comprend un filtre purement récursif sur chacune des voies de réception, le filtre purement récursif étant supprimé de la chaîne en aval des moyens de sommation.

EGALISEUR ADAPTATIF MULTI-VOIES

5 PRESENTATION DU DOMAINE GENERAL DE L'INVENTION ET DE L'ETAT DE LA TECHNIQUE

La présente invention est relative aux dispositif d'égalisation (ou égaliseur) pour récepteurs de systèmes de communications numériques multi-voies.

Dans les systèmes de communications actuels, les récepteurs comportent un certain nombre de fonctions parmi lesquelles la démodulation, c'est à dire la translation en bande de base du signal reçu, l'égalisation, la synchronisation (rythme et porteuse), la décision et le décodage de canal.

L'égalisation, dans sa version temporelle, consiste pour l'essentiel à réduire l'interférence entre symboles (IES), phénomène lié au fait que globalement la chaîne de communications ne satisfait pas ce qu'il est convenu d'appeler le critère de Nyquist. Ceci peut résulter d'une mauvaise stratégie de filtrage, d'un mauvais choix de l'instant d'échantillonnage ou d'un phénomène de propagation par trajets multiples. Ceci est notamment le cas sur les canaux radio-mobiles, sur les canaux ionosphériques ou troposphériques et sur les canaux acoustiques sous-marins.

On rappelle par ailleurs, à toutes fins utiles, qu'un système de communications peut être vu schématiquement comme une source émettant, à une cadence $1/T$ et au travers d'un canal discret équivalent, des symboles discrets à valeur dans un alphabet de dimension finie. Cette cadence est appelée rapidité de modulation et s'exprime en Baud, T désignant l'intervalle de temps séparant l'émission de deux symboles successifs.

Historiquement, les premiers dispositifs chargés de combattre le phénomène d'IES furent introduits par Lucky dans sa publication :

[1] R.W. Lucky, « Automatic Equalization for Digital Communications », BSTJ 44, pp. 547-588, April 1965.

Il s'agissait pour l'essentiel de filtres transverses linéaires « synchrones » (utilisant un seul échantillon par durée symbole) adaptatifs, l'adaptativité étant rendue nécessaire par la nature évolutive du canal de transmission. Les coefficients du filtre étaient actualisés selon un critère de minimisation de bruit sous contrainte d'IES nulle (Zero Forcing en anglo-américain), cette procédure conduisant à « égaliser » le spectre replié d'où la terminologie employée.

10 Le schéma de principe d'un égaliseur transverse est illustré sur la figure 1, sur laquelle on a représenté un filtre 1 de fonction de transfert $B(z)$, ainsi que le circuit de décision, référencé par 2, situé en aval dudit filtre 1.

Ce n'est que plus tard qu'apparurent les égaliseurs adaptatifs utilisant pour critère d'optimalité la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQM). Il s'avérait en effet que, dans le cas de canaux délicats, l'annulation de l'IES pouvait se traduire par une augmentation importante du bruit en sortie de l'égaliseur contribuant ainsi à une forte dégradation des performances tandis que qu'a contrario, le critère de minimisation de l'EQM s'avérait être un compromis judicieux permettant une réduction substantielle de l'IES sans augmentation notable du bruit.

20 D'un point de vue général, l'égalisation adaptative se fait classiquement en deux étapes. Au cours de la première, le dispositif est piloté par une séquence d'apprentissage, suffisamment longue pour garantir la convergence, puis, dans la seconde étape, il devient auto-adaptatif, c'est à dire qu'il se pilote à partir de ses propres décisions, avec tous les risques inhérents à cette stratégie.

Plus tard encore, il a été proposé dans la publication :

[2] C.A. Belfiore, J.H. Park, « Decision Feedback Equalization », Proceedings of the IEEE 67 (8), August 79, des égaliseurs récurrents non linéaires à retour de décision (Decision Feedback Equalizer), dans lesquels, ainsi qu'illustré sur la figure 2, les données décidées sont réinjectées dans un filtre arrière 3, de fonction de transfert notée $A(z)$, constituant la partie récurrente de l'égaliseur.

Cette approche allait permettre d'atteindre des performances assez nettement supérieures à celles obtenues par un égaliseur linéaire. Malheureusement, ces dispositifs pouvaient, dans le même temps, s'avérer extrêmement sensibles aux erreurs de décisions tant et si bien que l'on assistait parfois à un phénomène de propagation d'erreurs allant jusqu'à provoquer la divergence du dispositif dont la sortie n'avait alors plus aucune pertinence au regard des données émises.

Dans de telles conditions, on était alors amené à superviser le dispositif de manière périodique ce qui se traduisait, à tout le moins, par une réduction importante de l'efficacité spectrale.

Autrement dit, le comportement du dispositif se devait d'être contrôlé de manière périodique (ou mieux permanente) de façon à éviter un fonctionnement pathologique de l'égaliseur.

Un but général de l'invention est de proposer une technique permettant de résoudre ce problème de façon élégante.

D'un autre point de vue, s'il est vrai qu'un égaliseur à retour de décisions (ERD) n'est pas optimal au regard du critère de minimisation de la probabilité d'erreur (équivalent au critère de maximum a posteriori), il n'en demeure pas moins que le récepteur optimal décrit dans :

[3] G.D. Forney, Jr, « Maximum likelihood sequence estimator of digital sequences in the presence of intersymbol interference » IEEE Trans. On Information Theory, vol. IT-18n pp. 6363-378, May 1972, devient rapidement irréalisable lorsque la longueur de la réponse impulsionnelle s'avère importante. En effet, un tel dispositif effectue, dans un premier temps, une estimation de la réponse impulsionnelle du canal de transmission puis recherche, parmi toutes les séquences émises possibles, celle qui fournirait en sortie du canal ainsi estimé, le signal (vectoriel) le plus proche de l'observation (vectorielle) réellement disponible.

Actuellement, la mise en œuvre de tels récepteurs passe par l'utilisation de l'algorithme de Viterbi tel que décrit dans :

[4] G.D. Forney, Jr « The Viterbi Algorithm », Proc. IEEE, vol.61, pp.268-278, March 1973 dont l'intérêt majeur est de permettre une prise de décisions au « fil de l'eau », sans perte d'optimalité. en clair, il n'est pas

nécessaire d'avoir reçu l'intégralité du message pour commencer à prendre des décisions sur la suite des symboles la plus vraisemblable.

Cependant, et à titre d'exemple, pour un signal modulé à quatre états de phase, émis au travers d'un canal de réponse impulsionnelle discrète de longueur 15 (étalement temporel de l'ordre de 15 T), le treillis associé à un tel système comporte un milliard d'états possibles ce qui rend, de facto, ce type de récepteur parfaitement irréalisable, du moins dans le cas d'applications temps réel. Dans un certain nombre d'applications, un tel étalement temporel est courant, c'est le cas des canaux acoustiques sous-marins, des canaux ionosphériques, des lignes téléphoniques (paires torsadées) et ce pourrait, d'un point de vue général, être le cas de tous les canaux de transmission, si on procédait à une augmentation importante des débits dans la bande allouée.

En effet, on cherchera de toute évidence à acheminer des débits de plus en plus importants sur ce type de canaux, ce qui se traduira inexorablement par un allongement du support temporel de la réponse impulsionnelle. C'est en ce sens que les égaliseurs à retour de décision constituent une alternative intéressante aux récepteurs optimaux dès lors que la réponse impulsionnelle discrète est de dimension importante. Ainsi, sur l'actuel standard GSM de communications radio-mobiles, l'étalement temporel est de l'ordre de 6T, ce qui pour une modulation binaire représente 64 états et se prête alors bien à l'utilisation d'une technique de réception optimale. Si maintenant, pour des raisons évidentes d'accroissement de débit en ligne, on passe à une modulation quaternaire et que l'on cherche parallèlement à augmenter la rapidité de modulation dans un facteur 2, on se retrouve avec un nombre d'états de l'ordre de 17 millions, ce qui devient clairement prohibitif. C'est pour cette raison que les égaliseurs à retour de décisions (ERD), quoique théoriquement sous-optimaux, présentent un intérêt majeur évident en termes de compromis complexité-performances, sous réserve cependant d'en maîtriser le comportement potentiellement pathologique.

Comme on l'a déjà mentionné précédemment, la méthode classiquement employée sur les canaux sévères consiste à émettre une

séquence d'apprentissage périodique de façon à pouvoir recalculer l'ERD, le cas échéant. Ceci se fait au détriment de l'efficacité spectrale qui peut alors être fortement affectée. C'est la raison profonde qui explique l'existence de nombreux travaux actuels en matière d'égalisation aveugle (autodidacte, non supervisée). L'objectif est de faire converger le dispositif vers sa solution optimale, sans l'aide de séquences d'apprentissage, c'est à dire, en l'occurrence, à partir de la seule connaissance de la statistique du signal émis par la source. Plusieurs auteurs ont, à ce titre, apporté une contribution non négligeable, parmi lesquels :

- 10 [5] Y. Sato, « A method of self-recovering equalization for multilevel amplitude modulation », IEEE Trans. on Com., COM-23, pp. 679-682, June 1975.
- [6] D.N. Godard, « Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems », IEEE Trans. on Com., COM-15 28, pp. 1867-1875, November 1980.
- [7] A. Benveniste, M. Goursat, « Blind equalizers », IEEE Trans. on Com., vol.32, 1984, pp. 871-883.
- [8] O. Shalvi & E. Weinstein, « New criteria for blind deconvolution of nonminimum phase systems (channels) », IEEE Trans. on IT, vol. 36, N° 2, 20 March 1990, pp. 312-321.
- [9] C.A. F Da Rocha, O. Macchi and J.M.T. Romano, « An adaptive nonlinear IIR filter for self-learning equalization », ITC 94, Rio de Janeiro, Brazil, pp. 6-10, 1994.
- [10] B. Porat, B. Friedlander, « Blind Equalization of digital communication 25 channels using high order moments" » Trans. on SP, vol. 39, pp. 522-526, Feb 1991.
- [11] V. Shtrom & H. Fan, « New Class of Zero-Forcing Cost Functions in Blind Equalization », IEEE Trans. on SP, vol.46, N° 10, October 1998, pp. 2674-2683.

30 Tous ces algorithmes font implicitement référence à des statistiques d'ordre supérieur à deux. Ceci est lié au fait qu'un canal à phase minimale nécessite, pour son inversion, l'utilisation de tels moments. Les premiers

égaliseurs de ce type étaient généralement linéaires et transverses, c'est à dire de réponse impulsionnelle finie.

Très récemment, une solution élégante et particulièrement efficace fut introduite par Labat et al dans :

5 [12] J. Labat, C. Laot & O. Macchi, « Dispositif d'égalisation adaptatif pour systèmes de communications numériques », Brevet français 9510832

[13] J. Labat, O. Macchi & C. Laot, « Adaptive decision feedback equalization : can you skip the training period ? » IEEE Trans. on Com., vol.46, n°7, pp. 921-930, July 98.

10 Ce nouvel égaliseur temporel, dont on se propose de rappeler la description, comporte deux modes de fonctionnement, adaptés à la sévérité du canal de transmission. Dans le mode initial, appelé mode de convergence et représenté sur la figure 3, le dispositif est constitué de la cascade d'un filtre blanchissant purement récursif 4, d'un filtre transverse 5,
15 d'un contrôle automatique de gain (CAG) 6 et d'un correcteur de phase 7. L'originalité du dispositif est liée au fait que chaque étage est adapté selon un critère spécifique, ce qui lui confère à la fois robustesse et rapidité de convergence. Lorsque le processus d'égalisation est suffisamment avancé, ce qui peut être apprécié à l'examen de l'erreur quadratique moyenne (EQM) estimée (à partir des décisions prises par le récepteur), la structure
20 et les critères d'adaptation de l'égaliseur sont modifiés de telle sorte que le dispositif se transforme en un égaliseur à retour de décisions (ERD) conventionnel (figure 4). Le caractère réversible de cette modification apporte au nouvel égaliseur un avantage substantiel au sens où chaque fois
25 qu'il le peut, il tire profit de ses propres décisions sans risque de divergence, contrairement aux ERD conventionnels. En effet, si brutalement les conditions de transmission viennent à se modifier, le nouvel égaliseur reprend sa configuration initiale, ce qui lui permet de se réadapter à la nouvelle situation. Dans ces conditions, la question du choix entre un
30 dispositif linéaire et un égaliseur de type ERD n'a plus réellement lieu d'être posée car ce nouvel égaliseur est toujours capable de choisir la configuration lui permettant d'atteindre les meilleures performances.

PRESENTATION DE L'INVENTION

Un but de l'invention est de proposer un égaliseur multi-voies, notamment spatio-temporel (c'est à dire un égaliseur apte à exploiter les
5 signaux relevés simultanément par plusieurs capteurs en parallèle), qui soit particulièrement performant.

A cet effet, l'invention propose un dispositif d'égalisation pour systèmes de communication numérique à plusieurs voies de réception, qui présente en fonctionnement normal une structure qui comporte des moyens formant
10 filtre transverse pour chacune des voies de réception, des moyens pour la sommation des différentes voies, ainsi qu'une chaîne qui est en aval desdits moyens de sommation et qui comporte des moyens de correction de phase, ainsi qu'un filtre purement récursif comportant dans sa branche directe des moyens de décision, ledit dispositif d'égalisation comportant des moyens
15 pour évaluer son degré de performance en fonction du signal de sortie dudit dispositif et pour, en fonction du résultat de cette évaluation, commuter de la structure qui correspond au mode de fonctionnement normal, également appelé mode de poursuite ou de réceptions faciles, à la structure qui correspond au mode de fonctionnement de convergence ou de réceptions
20 difficiles ou réciproquement, caractérisé en ce que dans un mode de convergence et/ou de réception difficile, il présente une structure qui comprend un filtre purement récursif sur chacune des voies de réception, le filtre purement récursif étant supprimé de la chaîne en aval des moyens de sommation.

25 Un tel dispositif est avantageusement complété par les différentes caractéristiques suivantes prises seules ou selon leurs combinaisons techniquement possibles :

- il comporte des moyens pour modifier les critères d'actualisation des parties transverse et récursive que le dispositif fonctionne en mode normal
30 ou en mode de convergence ou de réceptions difficiles.
- en mode de convergence ou de réceptions difficiles, les filtres récursifs sont actualisés selon un critère quadratique, les filtres transverses étant actualisés selon un critère statistique d'ordre supérieur à deux.

- il comporte des moyens pour le piloter, en mode de poursuite ou de réceptions faciles, de façon à minimiser l'erreur quadratique moyenne estimée.
- le degré de performance est déterminé en fonction d'une estimation de l'erreur quadratique moyenne.
- en mode de convergence, les moyens de correction de phase sont disposés au voisinage immédiat des moyens de décisions.
- il comporte des moyens de contrôle automatique de gain.
- en mode de poursuite ou de réceptions faciles, les moyens de contrôle automatique de gain sont constitués par les moyens formant filtres transverses
- en mode de convergence, les moyens de contrôle automatique de gain est situé en amont des filtres récurrents.

L'invention concerne également un dispositif d'égalisation de type fractionné, dans lequel les données reçues sont distribuées par fractionnement sur plusieurs voies, caractérisé en ce qu'il est constitué par un dispositif du type précité.

Elle concerne en outre un système de transmission à flot continu de données ou un système de transmission de données par paquets, caractérisé en ce qu'il comporte un dispositif d'égalisation du type précité.

Un tel égaliseur spatio-temporel est autodidacte à retour de décisions et à configuration variable. En fonction d'un signal élaboré en ligne tel que l'erreur quadratique moyenne estimée, ou le kurtosis du signal de sortie de l'égaliseur ou, de façon plus générale, n'importe quelle fonction coût pertinente (Godard [6], Shalvi & Weinstein [8], Shtrom & Fan [11], ...), l'égaliseur se configure de façon « optimale », en termes de structure et de critères d'optimalité. Dans son mode de fonctionnement initial, appelé mode de convergence, le dispositif est linéaire et récursif tandis que, dans son mode de fonctionnement normal, appelé mode de poursuite, ce dispositif devient l'ERD spatio-temporel classique piloté par ses propres décisions. Le passage de l'une à l'autre de ces deux configurations est parfaitement réversible, ce qui le rend particulièrement attrayant dans le cas de canaux non stationnaires. De ce fait, le dispositif proposé par l'invention permet

d'atteindre des performances très intéressantes tant sur le plan de la convergence qu'en matière de poursuite. Cette propriété essentielle lui permet de s'adapter aux fluctuations du canal dans des situations sévères, à la différence des égaliseurs classiques de l'art antérieur. De ce point de
5 vue, le dispositif proposé par l'invention est particulièrement bien adapté aux canaux non stationnaires tels que les canaux radiomobiles, ionosphériques, troposphériques et acoustiques sous marins.

PRESENTATION DES FIGURES

10 D'autres caractéristiques et avantages de l'invention ressortiront encore de la description qui suit. Cette description est purement illustrative et non limitative. Elle doit être lue en regard des dessins annexés sur lesquels :

- la figure 1 est un schéma de principe d'un égaliseur linéaire
15 transverse temporel.

- la figure 2 est un schéma de principe d'un égaliseur à retour de décision temporel.

- la figure 3 est un schéma qui illustre la structure, en mode de convergence, d'un égaliseur temporel précédemment proposé [12].

20 - la figure 4 est un schéma qui illustre la structure, en mode de poursuite, du même égaliseur temporel.

- la figure 5 est un schéma qui illustre la structure, en mode de convergence, d'un égaliseur spatio-temporel conforme à un mode de réalisation possible pour l'invention .

25 - la figure 6 est un schéma qui illustre la structure, en mode de poursuite, d'un égaliseur spatio-temporel conforme à un mode de réalisation possible pour l'invention.

- la figure 7 est un schéma qui illustre la structure, en mode de convergence, d'un égaliseur spatio-temporel fractionné conforme à un mode
30 de réalisation possible pour l'invention .

- la figure 8 est un schéma qui illustre la structure, en mode de convergence, d'un égaliseur spatio-temporel fractionné conforme à un mode de réalisation possible pour l'invention.

- les figures 9 à 11 sont des graphes sur lesquels on a respectivement porté des courbes d'erreur quadratique moyenne, de sortie de corrélateur ainsi que des constellations d'entrée et de sortie dans le cas d'un égaliseur à retour de décision entraîné synchrone, pour un, deux et
5 quatre voies de réception.

- les figures 12 à 14 sont des graphes sur lesquels on a respectivement porté des courbes d'erreur quadratique moyenne, de sortie de corrélateur ainsi que des constellations d'entrée et de sortie dans le cas d'un égaliseur à retour de décision autodidacte synchrone, pour un, deux et
10 quatre voies de réception.

- les figures 15 à 17 sont des graphes sur lesquels on a respectivement porté des courbes d'erreur quadratique moyenne, de sortie de corrélateur ainsi que des constellations d'entrée et de sortie dans le cas d'un égaliseur à retour de décision entraîné fractionné, pour un, deux et
15 quatre voies de réception.

- les figures 18 à 20 sont des graphes sur lesquels on a respectivement porté des courbes d'erreur quadratique moyenne, de sortie de corrélateur ainsi que des constellations d'entrée et de sortie dans le cas d'un égaliseur à retour de décision autodidacte fractionné, pour un, deux et
20 quatre voies de réception.

DESCRIPTION DE MODES DE REALISATION DE L'INVENTION

PRESENTATION GENERALE

25 Le dispositif d'égalisation multi-voies proposée par l'invention présente deux structures différentes selon que l'on est en mode de convergence (mode 1) ou en mode de poursuite (mode 2), c'est à dire en régime de fonctionnement normal. Ces deux structures sont illustrées par les figures 5 et 6.

30 Dans la structure utilisée pendant le mode de convergence (figure 5), un filtre purement récursif 8 précède un filtre transverse 9 sur chacune des P voies utilisées par l'égaliseur spatio-temporel. Plus en aval, après le sommateur 10, se trouvent respectivement un contrôle automatique de gain

11 et un correcteur de phase 12. Tous ces éléments sont adaptés à partir de critères « aveugles », c'est à dire ne faisant aucunement intervenir la connaissance des données émises mais simplement la connaissance a priori de leurs propriétés statistiques.

- 5 Dans le mode de poursuite, la place des filtres transverses et récurrents est modifiée de telle sorte que le dispositif se configure en ERD spatio-temporel conventionnel (figure 6). Le critère d'optimalité global devient alors celui de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQM) estimée. Dans ce mode de fonctionnement, le CAG est
- 10 généralement inhibé, c'est à dire bloqué à la valeur antérieure à la modification structurelle. On assiste donc parallèlement à une modification structurelle et à un changement des critères d'optimalité. Ainsi, selon le degré de sévérité du canal et à partir d'un signal élaboré en ligne, qui mesure la performance du dispositif comme, par exemple l'erreur
- 15 quadratique, ou le kurtosis (cumulant d'ordre 4) du signal de sortie $w(k)$, ou toute autre fonction coût estimée en ligne (Godard [6], Shalvi & Weinstein [8], Shtrom et Fan [11], ...), le dispositif bascule d'une structure linéaire récurrente autodidacte telle qu'illustrée sur la figure 5 à une structure non linéaire d'ERD spatio-temporel telle que représentée sur la figure 6 ou, à
- 20 l'inverse, d'une structure de type ERD pilotée par décision à une structure récurrente linéaire autodidacte. Les structures correspondant d'une part en mode de convergence et d'autre part en mode de poursuite vont maintenant être décrites.

- Naturellement, dans son mode de convergence, le dispositif étant
- 25 linéaire, la place des différents éléments constituant l'ERD spatio-temporel peut être modifiée. Cette modification concerne notamment le CAG qui peut être placé en plusieurs endroits de la chaîne et même éventuellement supprimé (ce qui revient à faire $g=1$), les filtres transverses se chargeant alors d'assurer cette fonction. Ainsi, de manière illustrative mais non
- 30 limitative, le CAG peut être situé directement en amont ou en aval du correcteur de phase, ou encore en amont ou en aval du filtre purement récurrent. Pour ce qui concerne le correcteur de phase chargé d'effectuer l'opération de « récupération de porteuse » ("carrier recovery" selon la

terminologie anglosaxonne), bien que, d'un point de vue théorique, il puisse être situé en n'importe quel point de la chaîne, il est clair que sa position idéale se situe au voisinage immédiat du circuit de décision. Ceci est lié au critère généralement utilisé pour l'adaptation, à savoir la minimisation de l'erreur quadratique moyenne estimée. Néanmoins, d'autres critères plus robustes utilisant des techniques de l'art actuel peuvent également être utilisées.

1) Mode 1 : mode de convergence et/ou périodes de réception difficiles.

La structure correspondant à la configuration de convergence illustrée à la figure 5 comporte sur chacune des P voies correspondant aux P capteurs de l'antenne un filtre purement récursif 8, identique sur chaque voie, de fonction de transfert $1/[1+A(z)]$, des filtres transverses 9 de fonction de transfert $B_i(z)$, $i=1, 2, \dots, P$, d'un sommateur 10, d'un dispositif de contrôle automatique de gain 11 et d'un correcteur de phase 12.

La place respective du CAG et du correcteur de phase (récupération de porteuse) n'a a priori aucune importance sur le plan théorique, du moins dans une stratégie non adaptative. Ainsi le CAG (caractérisé par g) peut-il être situé en amont ou en aval des filtres purement récursifs ou encore en amont ou en aval du dispositif de correction de phase, voire supprimé. Une position parmi d'autres est celle illustrée sur la figure 5.

Le gain g du dispositif 11 est actualisé selon un critère aveugle, les filtres récursifs sur un critère quadratique et les filtres transverses sur un critère impliquant des statistiques d'ordre supérieur à deux. Pour l'actualisation des coefficients des filtres transverses, plusieurs algorithmes peuvent être utilisés et notamment ceux de Godard [6], Shalvi & Weinstein [8], Shtrom & Fan [11], etc.

La récupération de porteuse ou correction de phase, c'est à dire l'estimation de l'erreur de phase et sa compensation sous forme d'une multiplication complexe par $\exp(-j\hat{\theta})$, s'effectue par exemple selon un critère de minimisation d'erreur quadratique moyenne estimée. Le signal d'erreur

élaboré peut ensuite être filtré de telle sorte à retomber sur un dispositif du second ordre (ou d'ordre supérieur à 2 si nécessaire). Ce dispositif peut lui aussi être situé en divers points de la chaîne du fait de la linéarité du dispositif. Néanmoins, en pratique, du moins pour le critère considéré, il paraît judicieux de le situer en aval de l'égaliseur. Dans ce mode de convergence, la correction de phase peut être pilotée par décisions, encore que d'autres critères plus robustes, exploitant la symétrie de la constellation du signal émis, puissent être envisagés. En tout état de cause, les autres fonctions sont optimisées à partir de critères ne s'appuyant en rien sur les décisions prises par le dispositif approprié (circuit à seuils). Cette première étape est, en conséquence, parfaitement autodidacte (aveugle, non supervisée). De plus, chacun des dispositifs élémentaires possède un critère d'optimalité approprié, ce qui confère à l'ensemble un caractère très robuste.

15

2) Mode 2 : mode de poursuite et/ou périodes de réception faciles.

Dès lors que le canal est pratiquement égalisé, ce que l'on peut déduire de l'observation de l'EQM estimée, du kurtosis, ou tout autre fonction coût (Godard [6], Shalvi & Weinstein [8], Shtrom & Fan [11],...), les filtres linéaires 8 purement récurrents de fonction de transfert $1/[1+A(z)]$, sont remplacés par un filtre unique de même fonction de transfert 13 qui subit le changement de place indiqué sur la figure 6 et qui est désormais alimenté par les décisions $\hat{d}(k)$ prises par le circuit de décision, référencé par 14, du dispositif. La mise en facteur de cette fonction nécessite évidemment d'avoir, dans le mode de convergence 1, un filtre récurrent identique sur les P voies de l'ERD spatio-temporel. La nouvelle structure obtenue est celle de l'ERD spatio-temporel conventionnel, piloté par décisions, selon le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne estimée. En outre, si la donnée décidée est jugée de vraisemblance faible, on peut alors faire le choix de réinjecter le signal $w(k)$ en entrée du circuit de décision dans le filtre $A(z)$, en lieu et place de la donnée décidée $\hat{d}(k)$.

En effet, on considère qu'il vaut mieux, ponctuellement, injecter une donnée bruitée $w(k)$ dans le filtre récursif $A(z)$ plutôt que ^rendre le risque d'y injecter une donnée décidée $\hat{d}(k)$ de vraisemblance faible (donc probablement erronée). Cette façon de procéder est susceptible de rendre
5 le dispositif plus robuste en mode de poursuite et constitue, à ce titre, une amélioration potentielle de l'ERD spatio-temporel). Par ailleurs, dans ce mode de poursuite, le CAG peut être intégré dans les filtres transverses $B_i(z)$ en bloquant g à sa valeur précédente.

Ainsi, comme on l'aura compris, l'égaliseur spatio-temporel
10 présente deux modes de fonctionnement différents associés à des structures et des critères d'optimalité différents.

Une des caractéristiques essentielles du nouveau dispositif est que cette modification structurelle est parfaitement réversible. Une telle propriété est intéressante et permet, en cas de situations sévères, de revenir au
15 mode de convergence, c'est à dire à un mode de fonctionnement très robuste. En revanche, dès lors que la sévérité du canal s'atténue, cela se traduit par une diminution de l'erreur quadratique moyenne associée, et le système bascule alors de nouveau en mode de poursuite, c'est à dire vers une structure d'égaliseur à retour de décisions et ainsi de suite. En cela le
20 dispositif présente un caractère original et particulièrement attrayant.

Parallèlement à cette permutation structurelle, il est procédé à un changement de critères nécessaires à l'actualisation des coefficients des parties transverses et récursives. Dans le mode 1, ces critères reposent exclusivement sur la connaissance a priori de la statistique du signal émis
25 par la source tandis que dans le mode de poursuite, le critère d'optimalité est celui de la minimisation de l'EQM estimée.

DESCRIPTION DETAILLEE D'UN EXEMPLE DE REALISATION

30 On va maintenant décrire de façon détaillée un exemple de réalisation du dispositif d'égalisation spatio-temporelle, objet de l'invention.

1) Mode de convergence et/ou périodes de réception difficiles.

1-1 Equations de fonctionnement.

Les équations qui régissent le fonctionnement du dispositif sont les suivantes :

5 Pour $i=1, 2, \dots, P$, on a :

$$u_i(k) = s_i(k) - \sum_{l=1}^N a_l u_i(k-l) = s_i(k) - A^T U_{i,N}(k) \quad \text{I-1}$$

où $s_i(k)$ désigne le signal en entrée de la voie i au temps k , $u_i(k)$ désigne le signal en sortie du filtre 8 de la voie i , et où

$$A=[a_1, a_2, \dots, a_N]^T \quad \text{I-2}$$

$$10 \quad U_{i,N}(k)=(u_i(k-1), u_i(k-2), \dots, u_i(k-N))^T \quad \text{I-3}$$

On a également :

$$v_i(k) = \sum_{l=0}^{L_i} b_{i,l} u_i(k-l) = B_i^T U_{i,L+1}(k) \quad \text{I-4}$$

où $v_i(k)$ désigne le signal en sortie du filtre transverse 9 de la voie i et où

$$15 \quad U_{i,L+1}(k) = (u_i(k), u_i(k-1), \dots, u_i(k-L))^T \quad \text{I-5}$$

$$B_i=[b_{i,0}, b_{i,1}, \dots, b_{i,L}]^T \quad \text{I-6}$$

On a en outre :

$$v(k) = \sum_{i=1}^P v_i(k) \quad \text{I-7}$$

$$w(k) = v(k)g(k-1)\exp[-j\hat{\theta}(k-1)] \quad \text{I-8}$$

20

A titre d'exemple les vecteurs B_i peuvent être initialisés avec $B_i(0)=[0, 0, \dots, 1/P, 0, 0]^T$ tandis que $C(0)$ est le vecteur nul de dimension N .

1-2 Actualisation des paramètres en mode de convergence.

25

1-2-1 Filtre purement récursif

Le critère d'optimisation utilisé pour l'adaptation du filtre récursif est la minimisation de la fonction coût :

$$E\{|u_1(k)|^2 + \dots + |u_p(k)|^2\} = \sum_{i=1}^p E\{|u_i(k)|^2\} \quad \text{I-9}$$

- On peut pour cela utiliser une technique algorithmique de type « gradient stochastique » ou moindres carrés récurrents. Nous donnons ci-après l'équation d'actualisation découlant de l'algorithme du gradient stochastique :

$$A^T(k) = A^T(k-1) + \mu_a \sum_{i=1}^p u_i(k) U_{i,N}^*(k) \quad \text{I-10}$$

Avec μ_a un pas d'adaptation approprié.

1-2-3 Filtres transverses.

- 10 Le signal $v(k)$ peut s'écrire de façon plus concise :

$$v(k) = \sum_{i=1}^p v_i(k) = B^T(k-1)U(k) \quad \text{I-11}$$

Avec

$$B^T = [B_1^T, B_2^T, \dots, B_p^T] \quad \text{I-12}$$

$$U^T(k) = [U_{1,L+1}^T(k), U_{2,L+1}^T(k), \dots, U_{p,L+1}^T(k)] \quad \text{I-13}$$

- 15 Les critères utilisés pour l'actualisation sont, de manière non limitative, ceux de Godard [6], de Shalvi & Weinstein [8] ou de Shtrom et Fan [11]. A titre purement indicatif, on rappelle que la fonction coût définie par Godard est la suivante :

$$J_G(B) = E\left\{\left[|v(k)|^p - R_p\right]^2\right\} \quad \text{avec} \quad R_p = \frac{E\{|d(k)|^{2p}\}}{E\{|d(k)|^p\}} \quad \text{I-14}$$

- 20 En pratique le paramètre p est choisi égal à 2 mais d'autres valeurs sont également possibles. Le critère proposé par Shalvi & Weinstein est le suivant :

$$J_{SW}(B) = E\{|v(k)|^4\} \quad \text{avec la contrainte} \quad E\{|v(k)|^2\} = \sigma_d^2 \quad \text{I-15}$$

- 25 Shtrom et Fan ont proposé un certain nombre de fonctions coûts pouvant également être utilisées pour l'actualisation des filtres transverses et qui sont parfaitement décrites dans [11]. D'une manière générale, les algorithmes qui découlent de ces critères ont été décrits dans les articles

cités en référence, du moins dans leur version gradient stochastique. A des fins purement illustratives, on rappelle la relation d'actualisation découlant de l'algorithme de Godard (p=2) :

$$B_i(k) = B_i(k-1) - \mu_b v(k) \left[v(k) \right]^2 - R_i \int_{j_{i,L+1}}^{j_{i,U+1}} (k) \text{ pour } i=1,2,\dots,P \quad \text{I-16}$$

- 5 Avec μ_b un pas d'adaptation approprié.

Comme déjà évoqué, et à titre purement indicatif, le coefficient de référence peut être choisi égal à $1/P$ pour chacun des filtres B_i , tandis que sa position est laissée libre. En pratique, la position de ces coefficients, qui conditionne le retard de restitution de l'égaliseur, est choisie de telle sorte

- 10 que ces filtres soient plutôt à tendance anticausale.

1-2-4 Correction de phase.

Un critère possible est la minimisation de l'EQM estimée (à partir des données décidées). Ce critère est alors clairement piloté par décisions, donc moins robuste, d'où la position du dispositif en aval de la chaîne, de façon à ne pas perturber les étages amont. La fonction coût a alors pour expression :

$$K(\theta) = E \left\{ \left| v(k) e^{-j\hat{\theta}(k-1)} - \hat{d}(k) \right|^2 \right\} \quad \text{I-17}$$

L'algorithme d'actualisation qui en découle est le suivant :

$$20 \quad \epsilon(k) = \text{Im} \{ w(k) [\hat{d}(k) - w(k)]^* \} \quad \text{I-18}$$

$$e(k) = (\epsilon \otimes f)(k) \quad \text{et} \quad Z\{f(k)\} = G_1 + \frac{G_2}{1 - z^{-1}} \quad \text{I-19}$$

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \mu_\theta e(k) \quad \text{I-20}$$

Avec μ_θ un pas d'adaptation approprié.

25 1-2-5 Contrôle automatique de gain.

Bien que le dispositif de contrôle de gain ne soit pas indispensable, il peut être intéressant, dans certains cas, de le prévoir. Là encore, compte tenu de la linéarité de la structure, la position de ce dispositif peut être choisie de manière arbitraire. Une position parmi d'autres est celle

représentée sur la figure 5. Dans ce cas, un algorithme possible pour l'actualisation du gain g correspond à l'équation d'actualisation suivante :

$$G(k) = G(k-1) + \mu_g \left[\sigma_d^2 - |w(k)|^2 \right] \quad \text{I-21}$$

$$g(k) = \sqrt{|G(k)|} \quad \text{ou} \quad g(k) = |G(k)| \quad \text{I-22}$$

- 5 Avec $G(0)=1$ et μ_g un pas d'adaptation approprié tandis que σ_d^2 désigne la variance des données émises par la source.

Une solution également intéressante, en termes de stabilité, est de situer le CAG, caractérisé par g , en amont des filtres purement récurrents de fonction de transfert $1/[1+A(z)]$. Un algorithme possible pour l'actualisation

- 10 du gain g correspond à l'équation d'actualisation suivante :

$$G(k) = G(k-1) + \mu_g \left[\sigma_d^2 - \sum_{i=1}^P |u_i(k)|^2 \right] \quad \text{I-21bis}$$

$$g(k) = \sqrt{|G(k)|} \quad \text{ou} \quad g(k) = |G(k)| \quad \text{I-22bis}$$

2- Règle de commutation.

- 15 Pour commander le mode de fonctionnement courant (convergence ou poursuite), un signal permettant d'évaluer le degré de performance de l'égaliseur est élaboré en ligne. Pour cela, on peut, par exemple, déterminer l'EQM estimée $M_{DD}(k)$ selon l'algorithme :

$$M_{DD}(k) = \lambda M_{DD}(k-1) + (1-\lambda) \left| \hat{d}(k) - w(k) \right|^2 \quad \text{I-23}$$

- 20 ou toute autre fonction coût élaborée selon le même principe, par exemple et pour illustrer le propos, celle de Godard [6] estimée selon :

$$E_G(k) = \lambda E_G(k-1) + (1-\lambda) \left[|v(k)|^p - R_p \right]^2 \quad \text{I-24}$$

Où λ désigne un facteur d'oubli.

- 25 Dans le cas où l'EQM estimée est utilisée comme signal de contrôle, le choix de la configuration est alors effectué conformément à l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} M_{DD}(k_0) \geq M_0 \text{ mode de convergence si } k > k_0 \\ M_{DD}(k_0) < M_0 \text{ mode de poursuite si } k > k_0 \end{cases} \quad \text{I-25}$$

En clair, quant l'EQM estimée $M_{DD}(k)$ est supérieure à un seuil M_0 , l'égaliseur est en mode de convergence tandis qu'au contraire lorsqu'il est inférieur à M_0 , il est en mode de poursuite.

On observe que dans ce cas l'EQM estimée est alors très proche de l'EQM vraie. Pour assurer une transition sûre en mode d'ERD, le seuil doit être choisi suffisamment petit. En outre, d'une manière générale, lorsque l'EQM décroît la probabilité d'erreur décroît également. Il s'agit donc de déterminer un seuil correspondant à un TEB suffisamment faible, typiquement de l'ordre de 0.02 pour éviter un comportement pathologique de l'égaliseur. Si l'on considère que dans son mode de convergence l'égaliseur est de type Zero-Forcing, le TEB peut s'exprimer en fonction de l'EQM. ainsi, pour une MAQ-4, une telle contrainte conduit à choisir un seuil $M_0=0.25$ (-6 dB). On remarquera que, dans ce cas, l'EQM estimée est en général très proche de l'EQM vraie et constitue donc, à ce titre, un bon indice de performance pour commander le mode de fonctionnement de l'égaliseur.

3-Mode de poursuite et/ou périodes de réception faciles.

Ce mode de fonctionnement commence lorsqu'un signal élaboré en ligne tel que l'EQM estimée franchit un seuil adapté à la modulation utilisée (par exemple 0.25 pour la MDP4). Dans ce cas, on permute la position des filtres transverses et du filtre récuratif pour obtenir l'ERD spatio-temporel conventionnel. En clair, l'égaliseur passe d'une structure réursive linéaire à une structure réursive non linéaire et vice versa en fonction de la sévérité du contexte. Dans ce mode de fonctionnement le critère est alors unique, à savoir la minimisation de l'EQM estimée. Ce critère est utilisé pour l'actualisation de tous les paramètres de l'égaliseur, à partir d'un algorithme de type gradient stochastique ou moindres carrés récuratifs (Recursive Least Square) ou tout autre algorithme correspondant à l'état de l'art actuel. Le contrôle automatique de gain caractérisé par g est généralement bloqué à sa valeur antérieure, cette fonction étant alors automatiquement réalisée par les différents filtres transverses. En revanche, le correcteur de phase

est maintenu, mais sa position peut également être modifiée conformément au schéma de la figure 6.

3-1 Equations de fonctionnement.

5 Les équations qui régissent ce mode de fonctionnement sont les suivantes :

$$p(k) = g(k-1) \exp(-j\hat{\theta}(k-1)) \sum_{i=1}^P B_i^T(k-1) S_i(k) \quad \text{II-1}$$

Avec

$$S_i(k) = (s_i(k), s_i(k-1), \dots, s_i(k-L))^T \quad \text{II-2}$$

10

et

$$w(k) = p(k) - A^T(k-1)D(k) \quad \text{II-3}$$

15 Avec

$$D(k) = (\hat{d}(k-1), \hat{d}(k-2), \dots, \hat{d}(k-N))^T \quad \text{II-4}$$

3-2 Actualisation des paramètres en mode de poursuite

20 3-2-1 *Filtres transverses*

Les équations d'actualisation des filtres $B_i(z)$ de l'égaliseur spatio-temporel sont alors :

$$B_i(k) = B_i(k-1) + \mu_b g(k-1) \exp(j\hat{\theta}(k-1)) [\hat{d}(k) - w(k)] S_i^*(k) \quad i = 1, 2, \dots, P \quad \text{II-5}$$

25 3-2-3 *Filtre récursif*

$$A^T(k) = A^T(k-1) - \mu_a [\hat{d}(k) - w(k)] D^*(k) \quad \text{II-6}$$

3-2-4 *Correcteur de phase*

30 L'algorithme d'actualisation est le suivant :

$$\epsilon(k) = \text{Im}\{p(k)[\hat{d}(k) - w(k)]^*\} \quad \text{II-7}$$

$$e(k) = (\epsilon \otimes f)(k) \quad \text{et} \quad Z\{f(k)\} = G_1 + \frac{G_2}{1 - z^{-1}} \quad \text{II-8}$$

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \mu_\theta e(k) \quad \text{II-9}$$

Avec μ_θ un pas d'adaptation approprié.

5

Cas particulier.

Il est important de remarquer que dans le cas de la modulation à déplacement de phase à deux états (MDP2 ou Binary Phase Shift Keying en anglo-américain), le critère quadratique optimal est la minimisation de la

10 fonction coût suivante :

$$EQM_{mdp2} = E\left\{\left|Re\{w(k) - \hat{d}(k)\}\right|^2\right\}$$

Les équations qui en découlent se déduisent alors directement, sans problème particulier. S'agissant de la MDP2, ce critère est le plus pertinent des critères quadratiques. En outre, dans le mode de

15 convergence, le critère pertinent pour l'adaptation du vecteur A du filtre récursif est la minimisation de la fonction coût suivante :

$$E\left\{\left|Re\{u_1(k)\}\right|^2\right\} + \dots + E\left\{\left|Re\{u_p(k)\}\right|^2\right\} = \sum_{i=1}^p E\left\{\left|Re\{u_i(k)\}\right|^2\right\}$$

Sous réserve de contraindre les coefficients du vecteur à être réels. Les équations qui en découlent s'obtiennent directement. Les autres

20 critères sont en tout point similaires aux précédents sauf en ce qui concerne la correction de phase qui utilise la minimisation de l' EQM_{mdp2} .

Dans ce qui précède, on a décrit les deux modes de fonctionnement d'un ERD spatio-temporel autodidacte conforme à un mode de réalisation possible de l'invention. Les réalisations d'actualisation précédemment

25 développées découlent de l'algorithme du gradient stochastique. Naturellement, elles peuvent être également obtenues par une technique de type moindres carrés, moindres carrés rapides ou toute autre technique correspondant à l'état de l'art actuel.

Le niveau de performances atteint par ce dispositif est remarquable

30 car en cas de dégradation du canal, le dispositif se configure alors

automatiquement dans le mode de convergence. Au contraire dès que le canal s'améliore, ce qui est détecté à partir d'un signal en ligne, notre dispositif se configure en mode de poursuite et ainsi de suite.

Enfin, le principe de l'égaliseur qui vient d'être présenté, objet de
5 l'invention, peut s'étendre aux égaliseurs de type fractionné (fractionally spaced equalizers), c'est à dire utilisant des échantillons temporellement espacés d'une durée élémentaire inférieure à T , par exemple $T/2$.

Un tel dispositif est parfaitement décrit par les schémas des figures 7 et 8. Pour cela, en considérant un égaliseur fractionné utilisant des
10 échantillons prélevés à une cadence $2/T$, ce qui correspond à une pratique très courante, on définit les signaux $s_{i,j}(k)$ de la façon suivante :

$$S_{1,1}(k) = s_1(kT)$$

$$S_{1,2}(k) = s_1[kT - T/2]$$

$$S_{p,1}(k) = s_p(kT)$$

15 $S_{p,2}(k) = s_p[kT - T/2]$

Pour les autres signaux apparaissant sur les figures 7 et 8, on a adopté le même principe en ce qui concerne la notation.

Dans son mode de poursuite les équations d'actualisation sont celles de l'ERD fractionné conventionnel correspondant à l'état de l'art. pour
20 ce qui concerne le mode de convergence, il suffit de considérer les échantillons intermédiaires $s_{n,2}(k) = s_n[kT - T/2]$ comme émanant d'un second capteur et dès lors les équations précédentes s'appliquent intégralement au nouveau dispositif qui peut, d'un point de vue général, être vu comme un ERD spatio-temporel à 2P capteurs.

25

APPLICATIONS

Le dispositif précédemment décrit est directement applicable aux systèmes de communications à flot continu de données ainsi qu'aux
30 systèmes de transmission en mode paquets (blocs, sèves, bursts). Pour ce dernier mode de transmission, il suffit de réitérer le processus d'égalisation du bloc autant de fois que nécessaire. L'idée de base est alors très simple. On opère une première passe sur le bloc considéré (paquet). Dans ces

conditions, les paramètres (de l'égaliseur) estimés à la fin de cette passe sont alors plus proches de leurs valeurs finales. Du coup, l'itération suivante s'effectue en initialisant les paramètres du dispositif par les valeurs estimées à la fin de l'itération précédente et ainsi de suite. En opérant un certain nombre de passes, typiquement 4 ou 5, on arrive à un résultat tout à fait exceptionnel. Cette façon de procéder permet de travailler sur des systèmes de transmission en mode paquets et, à titre d'exemple, pour une modulation MDP2, la taille minimale du bloc requise pour cette stratégie « aveugle » est de l'ordre de 150 symboles, ce qui est extrêmement intéressant et correspond aux exigences imposées par les standards actuels. Cette procédure est très intéressante sur le plan applicatif, dans la mesure où beaucoup de systèmes actuels utilisent l'accès multiple à répartition dans le temps.

Les domaines couverts par cette invention sont, de manière non exhaustive, les télécommunications hertziennes, radiomobiles, troposphériques, ionosphériques et acoustiques sous-marines. Ces canaux délicats présentent tous la spécificité d'être fortement non stationnaires et affichent en général des réponses impulsionnelles longues au regard du temps symbole T , interdisant de facto l'usage de récepteurs optimaux tels que décrits par G.D. Forney [3]. De même, les câbles ou les paires téléphoniques peuvent également être concernées par le dispositif objet de l'invention. Il suffit en effet de choisir $P=1$ (un seul capteur) et d'opter pour une stratégie fractionnée : le dispositif peut dans ce cas être assimilé à un ERD spatio-temporel à deux capteurs. Les projets actuels de transmission « haut débit » sur paires torsadées (XDSL, HDSL, VDSL, etc.) sont autant d'applications potentielles pour ce nouveau dispositif.

Les types de modulations concernées par cette invention sont toutes les modulations linéaires et notamment les modulations d'amplitude (Pulse Amplitude Modulation), les modulations d'amplitude selon deux porteuses en quadrature (MAQ), les modulations de phase (MDP-M) ainsi que certaines modulations de fréquence (GMSK, etc.). Globalement, le nouveau dispositif peut s'adapter à presque toutes les modulations actuellement utilisées.

D'ores et déjà, ce nouvel égaliseur a été testé avec succès sur des signaux de communications acoustiques sous-marines. Les résultats sont réellement convaincants, y compris pour des transmissions en modes paquets. Il est clair que dans la communauté scientifique actuelle, les
5 traitements aveugles sont souvent injustement considérés comme des techniques certes prometteuses mais nécessitant un temps de convergence prohibitif au regard des applications actuelles de transmission en mode paquets. En réalité, l'égaliseur spatio-temporel objet de l'invention permet d'obtenir des performances extrêmement intéressantes sur des blocs de
10 taille modeste. Pour illustrer le propos, dans le contexte des communications acoustiques sous-marines (ASM), nous avons traité avec succès des blocs de 1000 symboles d'un signal modulé à quatre états de phase (MDP4 ou QPSK en anglo-américain), de débit 25 kbit/s, alors que le support temporel de la réponse impulsionnelle s'étalait sur près de 60T, ce
15 qui est énorme. Nul doute que de tels résultats sont de nature à modifier certaines pratiques, notamment dans le domaine des communications ASM où les quantités d'informations échangées sont parfois faibles. Dans ces applications, les techniques actuellement mises en œuvre utilisent en général des récepteurs non cohérents alors qu'il est parfaitement possible
20 d'envisager des techniques de réception cohérente, donc plus performantes, en utilisant une transmission en mode paquets. Naturellement, la durée du paquet doit être choisie de façon à ce que, sur cet horizon, le canal de transmission puisse être considéré comme stationnaire.

25

EXEMPLE D'APPLICATION.

Pour illustrer les performances du nouveau dispositif, on compare ci-après quelques résultats obtenus en communications ASM par un
30 égaliseur spatio-temporel entraîné conventionnel et avec un égaliseur spatio-temporel du type de celui qui vient d'être décrit. La modulation utilisée est de type MDP4 (QPSK en anglo-américain), la fréquence porteuse de 62 kHz et le débit numérique de 33 kbit/s. la réponse

impulsionnelle discrète du canal de transmission a un support temporel de l'ordre de $60 T$, ce qui interdit de fait toute technique de réception optimale au sens du maximum de vraisemblance.

S'agissant de l'égaliseur spatio-temporel, les stratégies synchrones et fractionnées sont étudiées tout à tout, à la fois dans les modes entraîné et « aveugle »: la séquence d'apprentissage comporte 1000 symboles. Les différents graphes nous décrivent notamment l'évolution de l'EQM estimée à partir des données décidées. Parallèlement on indique, dans chaque cas de figure, le signal obtenu en passant les données décidées $\hat{d}(k)$ dans le

5

10

corrélateur adapté à la séquence émise (séquence blanche de longueur maximale comportant 2047 symboles) dans le cas de 1, 2 ou 4 capteurs. Enfin, le troisième type de graphes nous décrit les constellations d'entrée et de sortie des égaliseurs comportant respectivement 1, 2 ou 4 capteurs.

Les résultats sont représentés sur les figures 9 à 20. Il apparaît au

15

travers de ces figures que la solution « aveugle » surclasse très nettement la solution entraînée, que ce soit en version synchrone ou en version fractionnée.

Même dans sa version fractionnée à 4 capteurs (figure 16), l'égaliseur spatio-temporel entraîné ne réussit pas à s'en sortir. En

20

revanche, à partir d'un seul capteur, la sortie de l'égaliseur « aveugle » fractionné commence à devenir pertinente (figure 19) comme l'atteste la présence des pics en sortie du corrélateur, pics qui rendent compte de la reconnaissance du message émis.

Cette tendance s'accroît nettement avec deux capteurs et se

25

confirme plus nettement avec quatre capteurs.

Ainsi, au travers de ces quelques résultats sur un fichier de données réelles, il apparaît que l'ERD spatio-temporel objet de l'invention est une technique innovante affichant des performances fort intéressantes sur un canal de transmission des plus sévères.

REVENDICATIONS

1. Dispositif d'égalisation pour systèmes de communication numérique à plusieurs voies de réception, qui présente en fonctionnement normal une structure qui comporte des moyens formant filtre transverse pour chacune des voies de réception, des moyens pour la sommation des différentes voies, ainsi qu'une chaîne qui est en aval desdits moyens de sommation et qui comporte des moyens de correction de phase, ainsi qu'un filtre purement récursif comportant dans sa branche directe des moyens de décision, ledit dispositif d'égalisation comportant des moyens pour évaluer son degré de performance en fonction du signal de sortie dudit dispositif et pour, en fonction du résultat de cette évaluation, commuter de la structure qui correspond au mode de fonctionnement normal, également appelé mode de poursuite ou de réceptions faciles, à la structure qui correspond au mode de fonctionnement de convergence ou de réceptions difficiles ou réciproquement, caractérisé en ce que dans un mode de convergence et/ou de réception difficile, il présente une structure qui comprend un filtre purement récursif sur chacune des voies de réception, le filtre purement récursif étant supprimé de la chaîne en aval des moyens de sommation.
2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comporte des moyens pour modifier les critères d'actualisation des parties transverse et récursive que le dispositif fonctionne en mode normal ou en mode de convergence ou de réceptions difficiles.
3. Dispositif selon la revendication 2, caractérisé en ce qu'en mode de convergence ou de réceptions difficiles, les filtres récursifs sont actualisés selon un critère quadratique, les filtres transverses étant actualisés selon un critère statistique d'ordre supérieur à deux.
4. Dispositif selon l'une des revendications 2 ou 3, caractérisé en ce qu'il comporte des moyens pour le piloter, en mode de poursuite ou de réceptions faciles, de façon à minimiser l'erreur quadratique moyenne estimée.

5. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que le degré de performance est déterminé en fonction d'une estimation de l'erreur quadratique moyenne.

6. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'en mode de convergence, les moyens de correction de phase sont disposés au voisinage immédiat des moyens de décisions.

7. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'il comporte des moyens de contrôle automatique de gain.

8. Dispositif selon la revendication 7, caractérisé en ce qu'en mode de poursuite ou de réceptions faciles, les moyens de contrôle automatique de gain sont constitués par les moyens formant filtres transverses

9. Dispositif selon la revendication 7, caractérisé en ce qu'en mode de convergence, les moyens de contrôle automatique de gain est situé en amont des filtres récurrents.

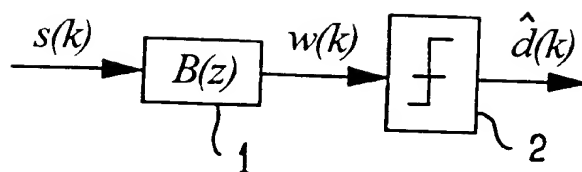
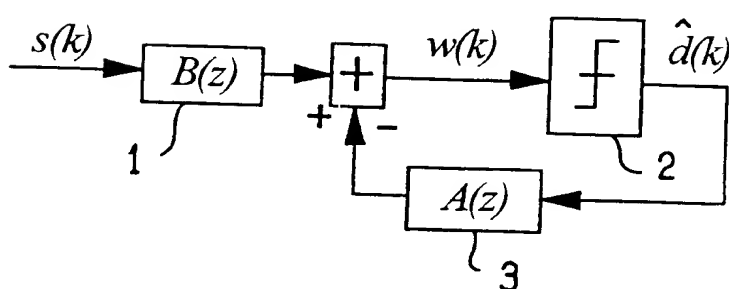
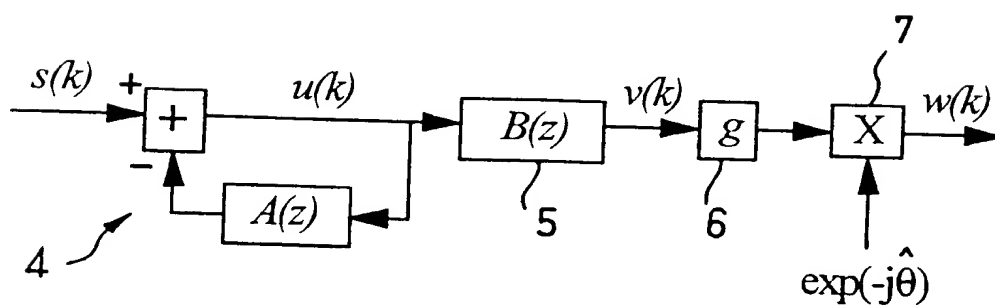
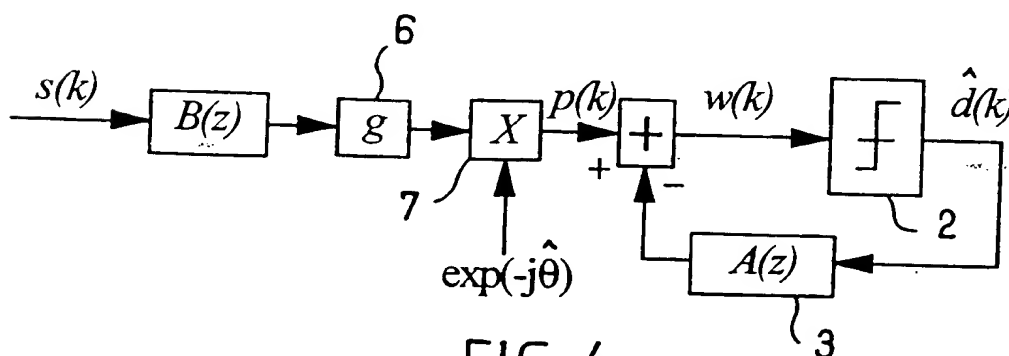
10. Dispositif d'égalisation de type synchrone, dans lequel les données reçues sont échantillonnées une fois par durée symbole, caractérisé en ce qu'il est constitué par un dispositif selon l'une des revendications précédentes.

11. Dispositif d'égalisation de type fractionné, dans lequel les données reçues sont distribuées par fractionnement sur plusieurs voies, caractérisé en ce qu'il est constitué par un dispositif selon l'une des revendications précédentes.

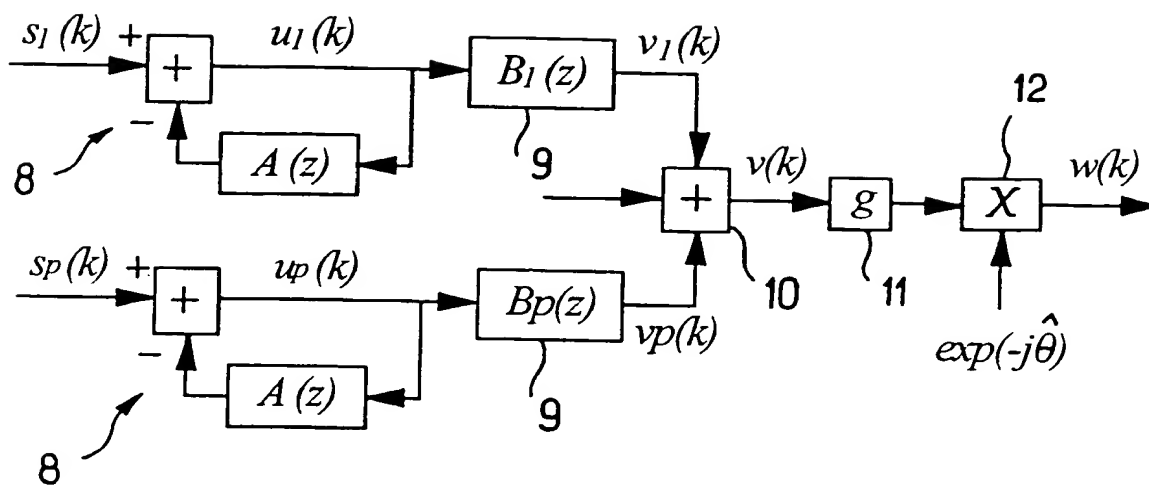
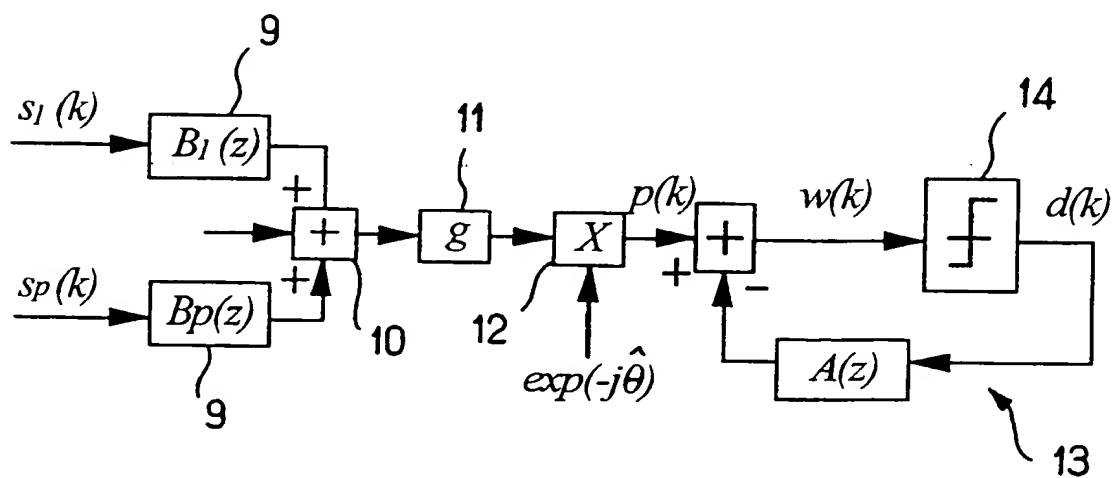
12. Système de transmission à flot continu de données, caractérisé en ce qu'il comporte un dispositif d'égalisation selon l'une des revendications 1 à 11.

13. Système de transmission de données par paquets, caractérisé en ce qu'il comporte un dispositif d'égalisation selon l'une des revendications 1 à 11.

1 / 7

FIG. 1FIG. 2FIG. 3FIG. 4

2 / 7

FIG. 5FIG. 6

3 / 7

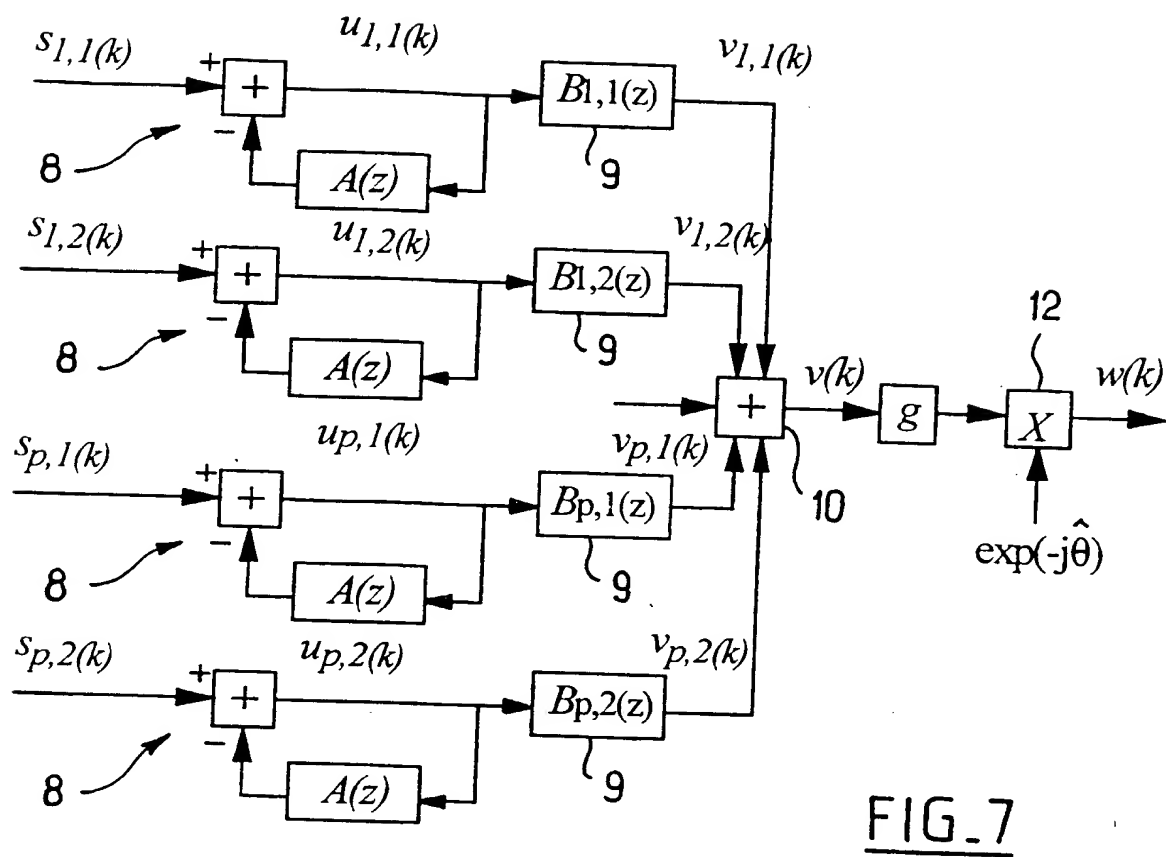


FIG. 7

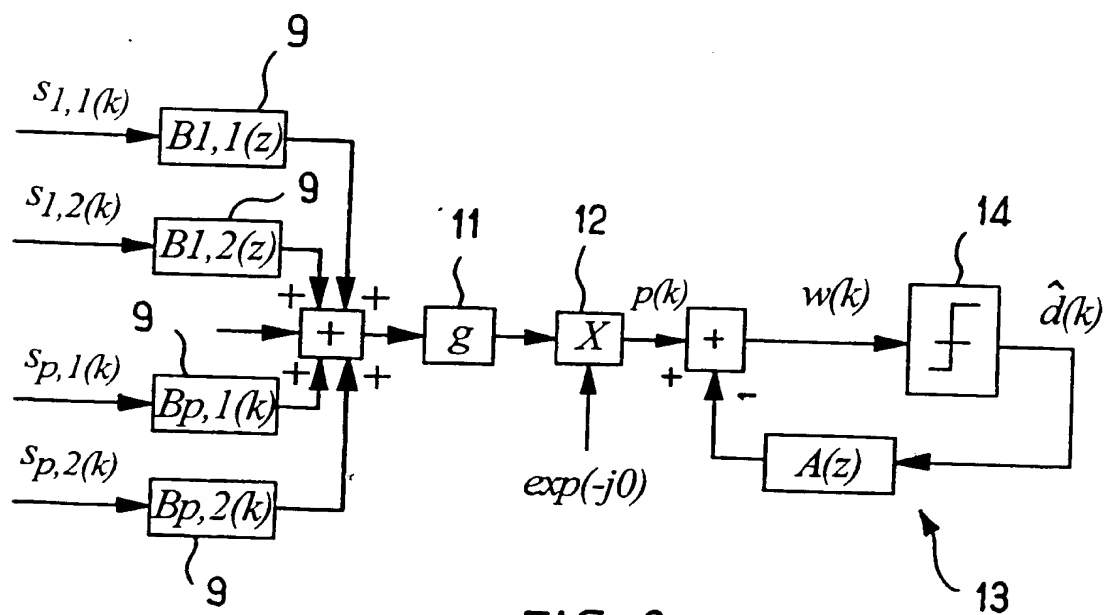
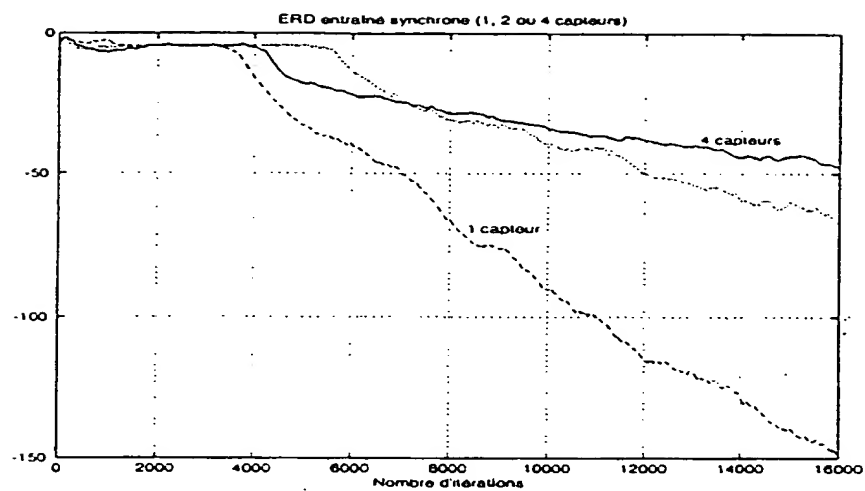
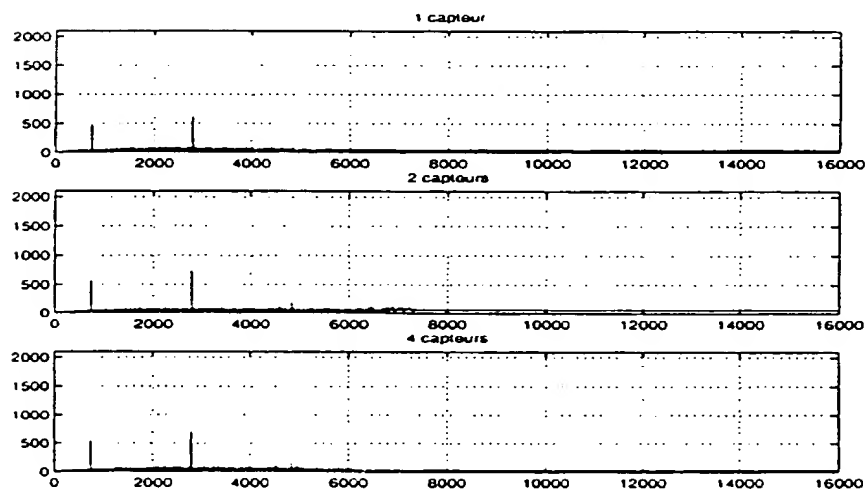
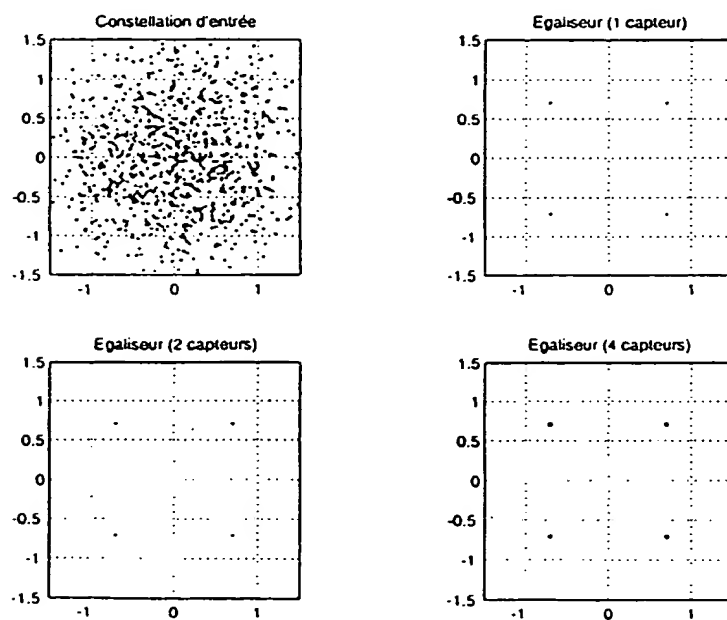
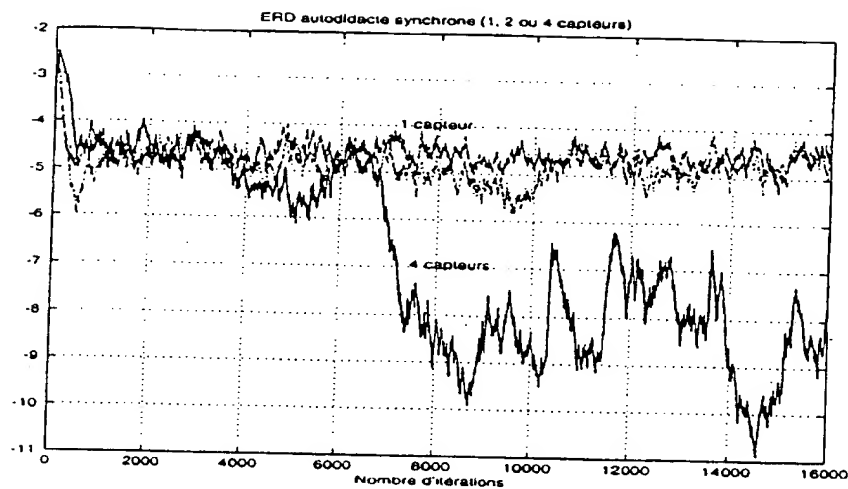
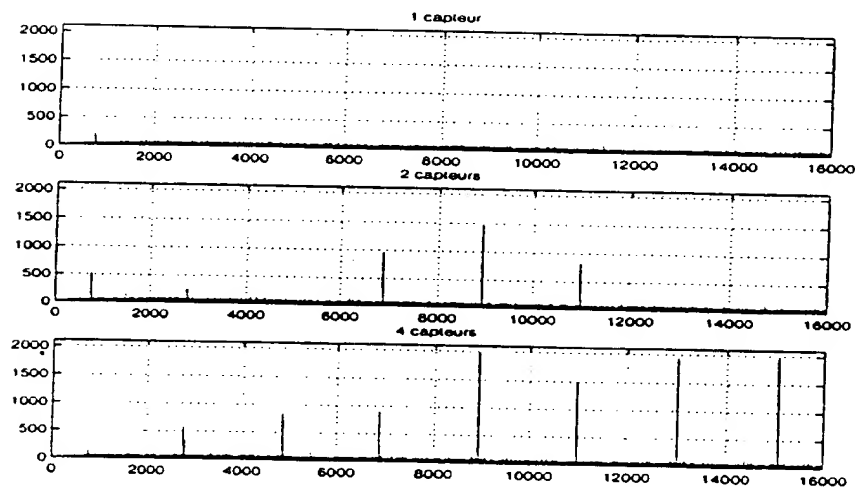
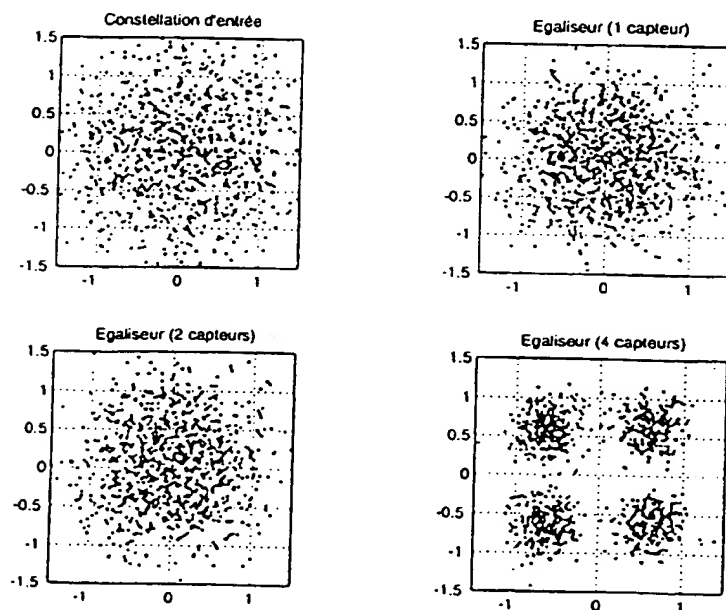


FIG. 8

4 / 7

FIG. 9FIG. 10FIG. 11

5 / 7

FIG.12FIG.13FIG.14

6/7

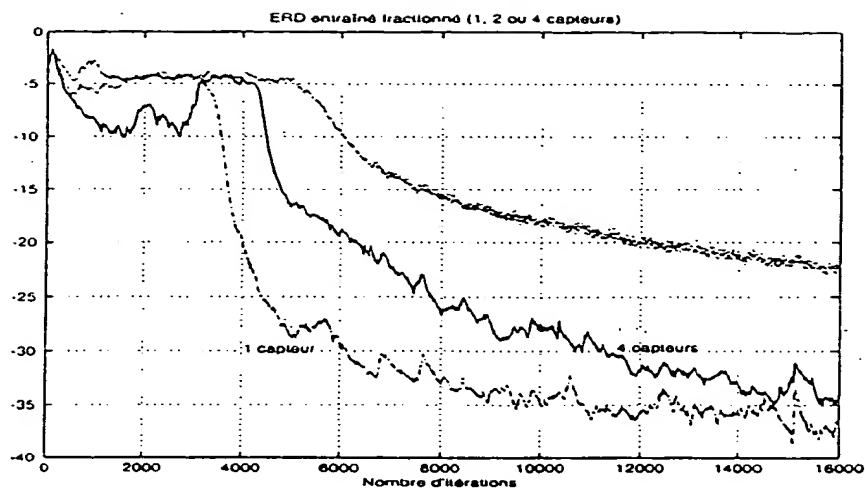


FIG. 15

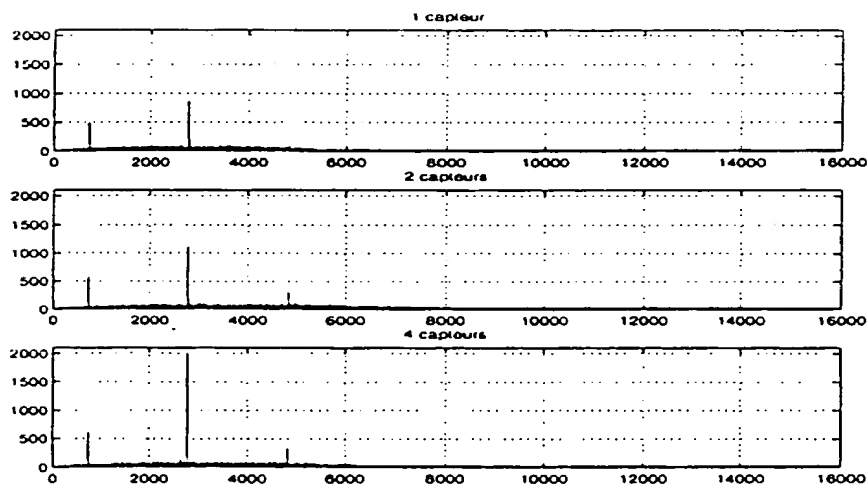


FIG. 16

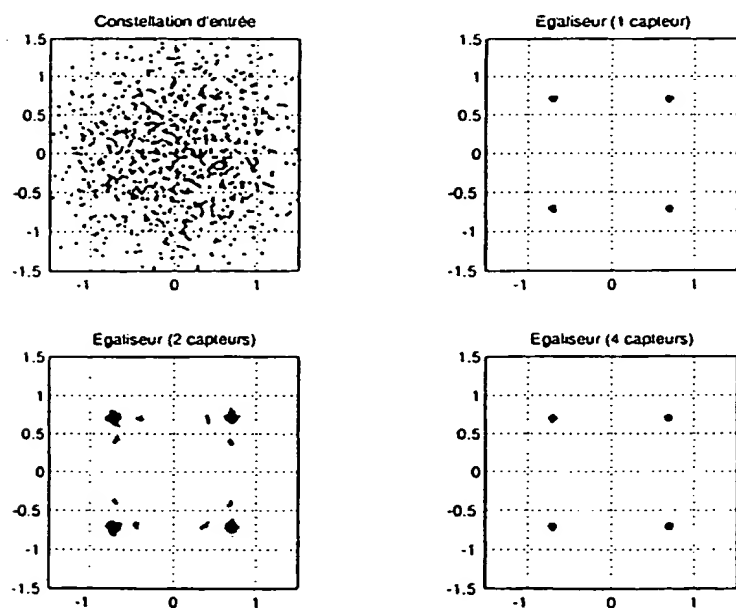


FIG. 17

717

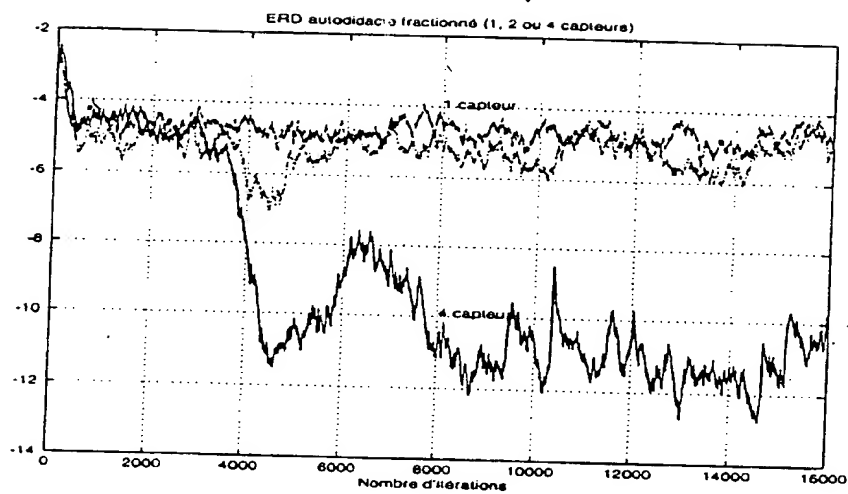


FIG. 18

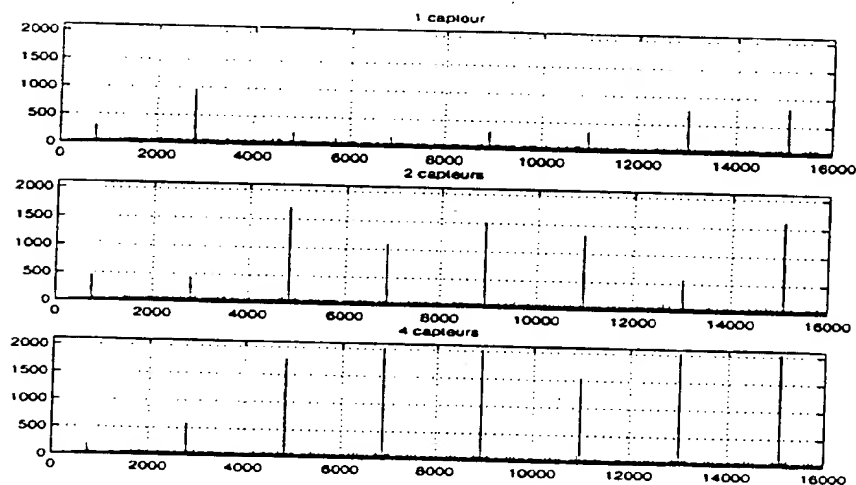


FIG. 19

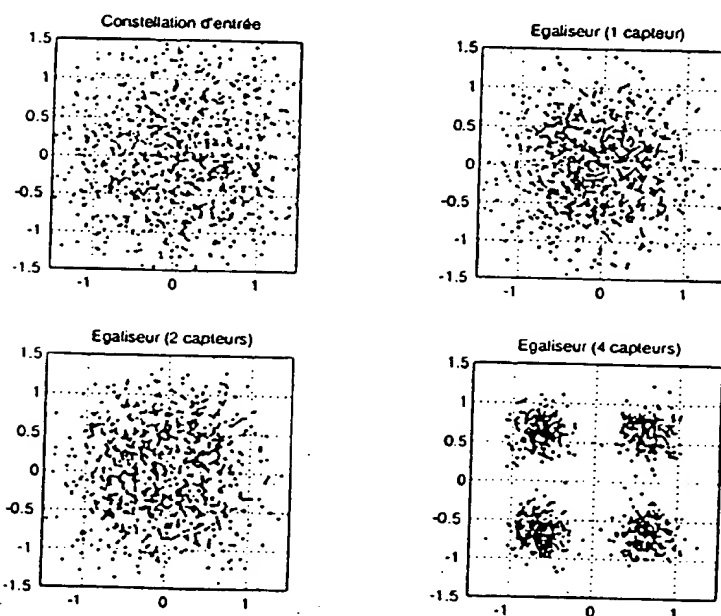


FIG. 20

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/FR 00/03282

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC 7 H04L25/03 H04L1/06 H04L1/00 H04L1/20

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 H04L H04B

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	FR 2 738 967 A (FRANCE TELECOM) 21 March 1997 (1997-03-21) cited in the application page 8, line 21 -page 10, line 8 page 12, line 13 - line 30 page 13, line 21 - line 28 page 27, line 6 -page 29, line 7 --- -/--	1-13

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents :

- *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- *E* earlier document but published on or after the international filing date
- *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- *T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- *G* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

15 March 2001

Date of mailing of the international search report

23/03/2001

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Koukourlis, S

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/FR 00/03282

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	<p>ALBONICO D ET AL: "Test of an high data rate acoustic link in shallow water" IEEE OCEANIC ENGINEERING SOCIETY. OCEANS'98. CONFERENCE PROCEEDINGS (CAT. NO.98CH36259), IEEE OCEANIC ENGINEERING SOCIETY. OCEANS'98. CONFERENCE PROCEEDINGS, NICE, FRANCE, 28 SEPT.-1 OCT. 1998, pages 1028-1032 vol.2, XP002144348 1998, New York, NY, USA, IEEE, USA ISBN: 0-7803-5045-6 page 1028, right-hand column, paragraph 3 - paragraph 4 page 1029, right-hand column, paragraph 2 -page 1030, left-hand column, paragraph 2; figures 2,3</p> <p>---</p>	1-13
X	<p>LABAT J ET AL: "ADAPTIVE DECISION FEEDBACK EQUALIZATION: CAN YOU SKIP THE TRAINING PERIOD?" IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS,US,IEEE INC. NEW YORK, vol. 46, no. 7, 1 July 1998 (1998-07-01), pages 921-930, XP000779692 ISSN: 0090-6778 cited in the application the whole document</p> <p>---</p>	1-13
X	<p>LABAT J ET AL: "Blind decision feedback equalization application to underwater communication systems" IEEE OCEANIC ENGINEERING SOCIETY. OCEANS'98. CONFERENCE PROCEEDINGS, 28 September 1998 (1998-09-28) - 1 October 1998 (1998-10-01), pages 805-809 vol.2, XP002144349 New York, NY, USA ISBN: 0-7803-5045-6 the whole document</p> <p>---</p>	1-13
X	<p>LABAT J ET AL: "IS TRAINING OF ADAPTIVE EQUALIZERS STILL USEFUL ?" IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, vol. CONF. 47, 18 November 1996 (1996-11-18), pages 968-972, XP000741573 New York, NY, USA ISBN: 0-7803-3660-7 the whole document</p> <p>---</p> <p>--- --</p>	1-13

-/--

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Int'l. Application No

PCT/FR 00/03282

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	MOTTIER D ET AL: "Self-adaptive decision feedback equalization: application to high-order QAM signals" PROCEEDINGS OF ICC'97 - INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, 8 - 12 June 1997, pages 1100-1104 vol.2, XP002144350 1997, New York, NY, USA ISBN: 0-7803-3925-8 the whole document ---	1-13
A	US 5 513 214 A (GOZZO FRANCESCO) 30 April 1996 (1996-04-30) column 4, line 49 -column 5, line 23; figure 2 ---	1
A	DESPINS C L B ET AL: "COMPOUND STRATEGIES OF CODING, EQUALIZATION, AND SPACE DIVERSITY FOR WIDE-BAND TDMA INDOOR WIRELESS CHANNELS" IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY,US,IEEE INC. NEW YORK, vol. 41, no. 4, 1 November 1992 (1992-11-01), pages 369-379, XP000362350 ISSN: 0018-9545 abstract figure 1 ---	1
A	TAKAYUKI NAGAYASU ET AL: "PERFORMANCE OF 16QAM WITH DECISION FEEDBACK EQUALIZER USING INTERPOLATION FOR LAND MOBILE COMMUNICATIONS" PROCEEDINGS OF THE VEHICULAR TECHNOLOGY SOCIETY CONFERENCE (VTSC),US,NEW YORK, IEEE, vol. CONF. 42, 10 May 1992 (1992-05-10), pages 384-387, XP000339757 ISBN: 0-7803-0673-2 abstract page 386, paragraph 3.1; figure 4 ---	1
A	US 5 335 251 A (ONISHI HIROSHI ET AL) 2 August 1994 (1994-08-02) abstract figure 4 ---	1,11
A	EP 0 725 497 A (MATSUSHITA ELECTRONIC COMPON) 7 August 1996 (1996-08-07) figure 11 ---	1,11
	-/--	

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/FR 00/03282

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
P, X	<p>LABAT J ET AL: "Blind spatio-temporal decision feedback equalization: a self-adaptive approach" SEAMLESS INTERCONNECTION FOR UNIVERSAL SERVICES. GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE. GLOBECOM'99. (CAT. NO.99CH37042), SEAMLESS INTERCONNECTION FOR UNIVERSAL SERVICES. GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE. GLOBECOM'99, RIO DE JANEIRO, BRAZIL, 5 - 9 December 1999, pages 2301-2305 vol.5, XP002144338 Piscataway, NJ, USA ISBN: 0-7803-5796-5 the whole document</p> <p>-----</p>	1-13

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/FR 00/03282

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
FR 2738967 A	21-03-1997	CN 1196147 A EP 0850527 A WO 9710664 A JP 11512579 T US 5909466 A	14-10-1998 01-07-1998 20-03-1997 26-10-1999 01-06-1999
US 5513214 A	30-04-1996	NONE	
US 5335251 A	02-08-1994	JP 3033308 B JP 5175942 A	17-04-2000 13-07-1993
EP 0725497 A	07-08-1996	JP 8204624 A CN 1140945 A US 5748673 A	09-08-1996 22-01-1997 05-05-1998

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

De l'Office International No

PCT/FR 00/03282

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE

CIB 7 H04L25/03 H04L1/06 H04L1/00 H04L1/20

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)

CIB 7 H04L H04B

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si réalisable, termes de recherche utilisés)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC

C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	FR 2 738 967 A (FRANCE TELECOM) 21 mars 1997 (1997-03-21) cité dans la demande page 8, ligne 21 - page 10, ligne 8 page 12, ligne 13 - ligne 30 page 13, ligne 21 - ligne 28 page 27, ligne 6 - page 29, ligne 7 --- -/--	1-13

☒ Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents

☒ Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

* Catégories spéciales de documents cités:

- *A* document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent
- *E* document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date
- *L* document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)
- *O* document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens
- *P* document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

T document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention

X document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément

Y document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier

G document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

15 mars 2001

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

23/03/2001

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale
Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Koukourlis, S

C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		
Catégorie	Identification des documents cites, avec le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	<p>ALBONICO D ET AL: "Test of an high data rate acoustic link in shallow water" IEEE OCEANIC ENGINEERING SOCIETY. OCEANS'98. CONFERENCE PROCEEDINGS (CAT. NO.98CH36259), IEEE OCEANIC ENGINEERING SOCIETY. OCEANS'98. CONFERENCE PROCEEDINGS, NICE, FRANCE, 28 SEPT.-1 OCT. 1998, pages 1028-1032 vol.2; XP002144348 1998, New York, NY, USA, IEEE, USA ISBN: 0-7803-5045-6 page 1028, colonne de droite, alinéa 3 - alinéa 4 page 1029, colonne de droite, alinéa 2 -page 1030, colonne de gauche, alinéa 2; figures 2,3</p> <p style="text-align: center;">---</p>	1-13
X	<p>LABAT J ET AL: "ADAPTIVE DECISION FEEDBACK EQUALIZATION: CAN YOU SKIP THE TRAINING PERIOD?" IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS,US,IEEE INC. NEW YORK, vol. 46, no. 7, 1 juillet 1998 (1998-07-01), pages 921-930, XP000779692 ISSN: 0090-6778 cité dans la demande le document en entier</p> <p style="text-align: center;">---</p>	1-13
X	<p>LABAT J ET AL: "Blind decision feedback equalization application to underwater communication systems" IEEE OCEANIC ENGINEERING SOCIETY. OCEANS'98. CONFERENCE PROCEEDINGS, 28 septembre 1998 (1998-09-28) - 1 octobre 1998 (1998-10-01), pages 805-809 vol.2, XP002144349 New York, NY, USA ISBN: 0-7803-5045-6 le document en entier</p> <p style="text-align: center;">---</p>	1-13
X	<p>LABAT J ET AL: "IS TRAINING OF ADAPTIVE EQUALIZERS STILL USEFUL ?" IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, vol. CONF. 47, 18 novembre 1996 (1996-11-18), pages 968-972, XP000741573 New York, NY, USA ISBN: 0-7803-3660-7 le document en entier</p> <p style="text-align: center;">---</p> <p style="text-align: center;">-/--</p>	1-13

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Del. Je Internationale No

PCT/FR 00/03282

C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie	Identification des documents cités, avec le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	MOTTIER D ET AL: "Self-adaptive decision feedback equalization: application to high-order QAM signals" PROCEEDINGS OF ICC'97 - INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, 8 - 12 juin 1997, pages 1100-1104 vol.2, XP002144350 1997, New York, NY, USA ISBN: 0-7803-3925-8 le document en entier	1-13
A	US 5 513 214 A (GOZZO FRANCESCO) 30 avril 1996 (1996-04-30) colonne 4, ligne 49 - colonne 5, ligne 23; figure 2	1
A	DESPINS C L B ET AL: "COMPOUND STRATEGIES OF CODING, EQUALIZATION, AND SPACE DIVERSITY FOR WIDE-BAND TDMA INDOOR WIRELESS CHANNELS" IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, US, IEEE INC. NEW YORK, vol. 41, no. 4, 1 novembre 1992 (1992-11-01), pages 369-379, XP000362350 ISSN: 0018-9545 abrégé figure 1	1
A	TAKAYUKI NAGAYASU ET AL: "PERFORMANCE OF 16QAM WITH DECISION FEEDBACK EQUALIZER USING INTERPOLATION FOR LAND MOBILE COMMUNICATIONS" PROCEEDINGS OF THE VEHICULAR TECHNOLOGY SOCIETY CONFERENCE (VTSC), US, NEW YORK, IEEE, vol. CONF. 42, 10 mai 1992 (1992-05-10), pages 384-387, XP000339757 ISBN: 0-7803-0673-2 abrégé page 386, alinéa 3.1; figure 4	1
A	US 5 335 251 A (ONISHI HIROSHI ET AL) 2 août 1994 (1994-08-02) abrégé figure 4	1,11
A	EP 0 725 497 A (MATSUSHITA ELECTRONIC COMPON) 7 août 1996 (1996-08-07) figure 11	1,11

	---/---	

C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie	Identification des documents cités, avec le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
P,X	<p>LABAT J ET AL: "Blind spatio-temporal decision feedback equalization: a self-adaptive approach" SEAMLESS INTERCONNECTION FOR UNIVERSAL SERVICES. GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE. GLOBECOM'99. (CAT. NO.99CH37042), SEAMLESS INTERCONNECTION FOR UNIVERSAL SERVICES. GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE. GLOBECOM'99, RIO DE JANEIRO, BRAZIL, 5 - 9 décembre 1999, pages 2301-2305 vol.5, XP002144338 Piscataway, NJ, USA ISBN: 0-7803-5796-5 le document en entier -----</p>	1-13

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Je Internationale No

PCT/FR 00/03282

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
FR 2738967	A	21-03-1997	CN 1196147 A EP 0850527 A WO 9710664 A JP 11512579 T US 5909466 A	14-10-1998 01-07-1998 20-03-1997 26-10-1999 01-06-1999
US 5513214	A	30-04-1996	AUCUN	
US 5335251	A	02-08-1994	JP 3033308 B JP 5175942 A	17-04-2000 13-07-1993
EP 0725497	A	07-08-1996	JP 8204624 A CN 1140945 A US 5748673 A	09-08-1996 22-01-1997 05-05-1998